

Bezeichnung

Nichtlineares Vorcodierungsverfahren für einen digitalen Broadcastkanal

10

Beschreibung

Die Erfindung bezieht sich auf ein nichtlineares Vorcodierungsverfahren auf Basis einer Modulo-Arithmetik zur sendeseitigen Vorentzerrung von zeit- und frequenzgleich in einem zwischen einer zentralen Sendestation und K dezentralen, nicht miteinander in Verbindung stehenden Empfangsstationen aufgebauten digitalen Broadcastkanal mit bekanntem Übertragungsverhalten zu übertragenden K Teilnehmersignalen aus Datensymbolen a_k mit k von 1 bis K aus einer M_k -stufigen, einen Signalpunktabstand A_k aufweisenden Signal-
konstellation mit einer periodischen Mehrfachrepräsentation der ungestört übertragenen Datensymbole a_k in für K empfangsseitige Modulo-Entscheidern kongruenten Datensymbolintervallen, einer zur Erzielung minimaler Sendeleistung erfolgenden Auswahl von Repräsentanten v_k aus dem Wertevorrat $a_k + A_k \cdot M_k \cdot z_{kk}$ mit z_{kk} aus der Menge der ganzen Zahlen und einer linearen Vorentzerrung der ausgewählten Repräsentanten v_k unter Bildung von zu übertragenden Sendesignalen x_k .

Bei einem Broadcastkanal erfolgt die digitale Signalübertragung von mehreren Teilnehmersignalen, welche an einem gemeinsamen, also zentralen Sender (z.B. Basisstation) vorliegen, zu mehreren dezentralen, also über ein Versorgungsgebiet verstreuten Empfängern (z.B. Mobilstationen). Die Signalübertragung Teilnehmersignal \rightarrow Empfangssignal erfolgt unidirektional in

30

Abwärtssenderichtung (downlink). Die Besonderheit einer Signalübertragung in einem Broadcastkanal liegt in der fehlenden Kooperationsmöglichkeit zwischen den einzelnen Empfängern. An keinem Empfänger sind die Signale der anderen Empfänger bekannt, eine Kommunikation zwischen den einzelnen
5 Empfängern ist nicht möglich. Somit kann keine gemeinsame Datenverarbeitung der Empfangssignale in einem zentralen Empfänger erfolgen. Eine Übertragungsverbessernde Signalaufbereitung kann somit nur sendeseitig im gemeinsamen Sender erfolgen. Die Signalübertragung kann leitungsgebunden, in der Regel aber eher leitungsungebunden erfolgen. Die
10 grundlegende, jedoch nicht perfekte Unterscheidung der Signale für die richtige Zuordnung jedes Teilnehmersignals zum zugehörigen Empfänger kann entweder durch Codemultiplex (CDMA Code Division Multiple Access) oder durch eine räumlich getrennte Abstrahlung (SDMA Space Division Multiple Access) erfolgen. Der insgesamt entstehende Aufbau mit einer Vielzahl von
15 Signaleingängen (Teilnehmersignale) und einer Vielzahl von Signalausgängen (Empfangssignale) wird als MIMO-System (Multiple Input Multiple Output) bezeichnet. Bei einer leitungsungebundenen Signalübertragung (Funkübertragung) werden darüber hinaus zunehmend Multiantennensysteme eingesetzt, bei denen die Signale über eine Vielzahl von Sendeantennen auf eine Vielzahl
20 von Empfangsantennen übertragen werden, wobei die Antennenanzahlen gleich oder unterschiedlich sein können und Einfluss auf die Signalverarbeitung haben. Generell kann in einem MIMO-System die zeitliche und räumliche Diversität vorteilhaft ausgenutzt werden.

25 Das Problem, welches sich bei der Versorgung mehrerer Empfänger von einem gemeinsamen Sender aus ergibt, besteht darin, dass die einzelnen Teilnehmer nicht nur mit ihren eigenen, gewünschten Signalen versorgt werden, sondern sich diesen die Signale der anderen Teilnehmer überlagern und so Interferenzsignale entstehen. Das Auftreten von Übersprechen, sogenannten Interferenzen, ist gleichbedeutend mit dem Verlust an Orthogonalität, welche bei einem idealen Übertragungsverhalten mit entkoppelten
30 Teilkanälen vorliegen würde. Sendeseitig muss daher versucht werden, unter

Kenntnis der Teilnehmersignale und der im Broadcastkanal aktuell vorliegenden Übertragungsbedingungen, d.h., der individuellen Übersprechfaktoren zwischen den einzelnen Teilnehmern, ein geeignetes, gemeinsames Sendesignal so zu erzeugen, dass jeder Teilnehmer sein gewünschtes Signal erhält, jedoch nicht von den anderen Signalen gestört wird. Im Gegensatz zum dualen Problem, dem Vielfachzugriff von verstreuten Sendern auf einen gemeinsamen Empfänger (uplink), auch als Multiple Access bezeichnet, für das mittlerweile viele Lösungsansätze bekannt sind, finden sich in der Literatur nur wenige Methoden zur Lösung des beschriebenen Problems der Versorgung von räumlich getrennten, nicht kooperierenden Empfängern von einem gemeinsamen Sender aus. Das beschriebene Übertragungsszenarium lässt sich mathematisch kompakt und allgemein mittels der bekannten Kanalgleichung

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n}$$

darstellen. Die gegebenenfalls schon vorverarbeiteten Sendesymbole der K Teilnehmer sind im Vektor $\mathbf{x} = [x_1, x_2, \dots, x_K]^T$ zusammengefasst (Vektor- und Matrizenschreibweise fett). Die komplexwertigen Elemente h_{kl} der Kanalmatrix \mathbf{H} beschreiben die Kopplungen zwischen den Übertragungspfaden $l \rightarrow k$, d.h. das Übersprechen des Teilnehmers l auf den Teilnehmer k . Die ideale Kanalmatrix \mathbf{H} ohne Kopplungen ist eine Diagonalmatrix, vorzugsweise eine Einheitsmatrix (Werte 1 auf der Hauptdiagonalen). Die Kanalmatrix \mathbf{H} kann durch verschiedene bekannte Verfahren mit Rückkanal oder bei Duplexverfahren mit Zeitmultiplex auch ohne Rückkanal geschätzt werden und wird als am zentralen Sender bekannt angenommen (Vorliegen von der sogenannten Channel State Information CSI). Im Vektor \mathbf{n} sind der unvermeidliche Rauscheinfluss (additives Rauschen) der beteiligten elektronischen Bauelemente und weitere externe Störungen zusammengefasst und die Elemente des Vektors $\mathbf{y} = [y_1, y_2, \dots, y_K]^T$ sind die Empfangssymbole an den einzelnen Empfängern. Beim ersten bekannten Ansatz für den Broadcastkanal handelt es sich um eine lineare Vorverzerrung der Teilnehmersignale (Linear Channel Inversion LCI

oder linear preequalization). Aus den vorliegenden Datensymbolen a_k der Teilnehmer, zusammengefasst im Vektor \mathbf{a} , werden die Sendesymbole x_k (unter dem Begriff „Symbol“ wird vorliegend eine die Information repräsentierende reelle oder komplexe Zahl verstanden) gemäß

5

$$\mathbf{x} = \mathbf{H}^{-1} \mathbf{a}$$

gebildet, wobei \mathbf{H}^{-1} die zu \mathbf{H} inverse Matrix darstellt, die jedoch nur bildbar ist, wenn die Übertragungsmatrix nicht singulär ist (Determinante der Matrix ungleich Null). Durch diese Maßnahmen wird jedoch erreicht, dass an den
10 Empfängern keine Interferenzsignale entstehen und die Datensymbole a_k (nur überlagert mit dem additiven Rauschen) direkt erscheinen. Es liegt also eine vollständige Entkopplung der einzelnen direkten Übertragungspfade $k \rightarrow k$ vor (Orthogonalität). Nachteil dieses Vorgehens ist jedoch die damit verbundene,
15 zum Teil sehr starke, Erhöhung der benötigten mittleren Sendeleistung. Dieser Effekt ist umso größer, je stärker die Matrix \mathbf{H}^{-1} gegen eine singuläre Matrix strebt.

Eine starke Erhöhung der mittleren Sendeleistung wird vermieden, wenn
20 anstelle einer linearen Vorverarbeitung der Teilnehmersignale eine gemeinsame nichtlineare Vorentzerrung (Vorcodierungsverfahren) zum Einsatz kommt. Bei den bekannten Vorcodierungsverfahren werden die gegenseitigen Interferenzsignale jedoch ebenfalls vollständig unterdrückt, sodass kein Diversitätsempfang genutzt werden kann. Vorcodierungsverfahren können aus
25 der dualen Problemstellung zur vorliegenden Situation, also dem Mehrfachzugriff-Szenario (Multiple-Access-Problem, beispielsweise in uplink-Senderichtung, bei der mehrere, verteilte Nutzer auf einen gemeinsamen Empfänger zugreifen), entwickelt werden. Dort kann zur nichtlinearen Entzerrung eine sukzessive Eliminierung der Interferenzsignale erfolgen, die beispielsweise im
30 bekannten V-BLAST-Verfahren implementiert ist und als die Interferenzsignale vollständig eliminierende (Zero-Forcing ZF) entscheidungsrückgekoppelte Entzerrung (Decision-Feedback-Equalization ZF-DFE) bezeichnet werden

kann. Ein etabliertes Vorcodierungsverfahren ist nach Tomlinson und Harashima benannt (THP – Tomlinson-Harashima-Precoding) und basiert auf der Verwendung von Modulo-Arithmetik. Erstmals beschrieben wird dieses Vorgehen von M. Tomlinson in der **Veröffentlichung I** „New Automatic Equaliser Employing Modulo Arithmetic“ (Electronics Letters, vol. 7, Nos. 5/6, pp. 138-139, March 1971) sowie von H. Harashima und H. Miyakawa in der **Veröffentlichung II** „Matched Transmission Technique for Channels with Intersymbol Interference“ (IEEE Transactions on Communications, Vol. com. 20, No. 4, pp. 774-780, August 1972). Ursprünglich wurden die nichtlinearen Vorcodierungsverfahren nur für Kanäle mit einem Ein- und einem Ausgang, jedoch mit auftretenden Intersymbolinterferenzen (ISI) entworfen. Es wurde später erkannt, dass diese auch auf MIMO-Kanäle anwendbar sind, um Interkanalinterferenzen (ICI) oder die Kombination aus ISI und ICI zu unterdrücken. Diese Übertragung wird unter Prägung des Begriffes MIMO-Precoding ausführlich in der **Veröffentlichung III** von R. Fischer et al. „Space-time Transmission using Tomlinson-Harashima-precoding“ (Proceedings of 4. ITG Conference on Source and Channel Coding, pp. 139-147, Berlin, January 2002) beschrieben.

Statt einer empfangsseitig rückgekoppelten Entzerrung, welche nur bei einem zentralen Empfänger möglich ist, kann im zentralen Sender diese Vorentzerrung eingesetzt werden. Damit dabei die mittlere Sendeleistung nicht sehr stark erhöht wird, arbeitet das THP nichtlinear. Eine Modulo-Reduktion mit einer sägezahnförmigen Kennlinie begrenzt dabei das Sendesignal x_k bei einer Stufenzahl M_k der für das jeweilige Datensymbol a_k gewählten Signalkonstellation und einem gewählten Signalpunktabstand $A_k = 1$ auf den Bereich $(-M_k/2, +M_k/2]$. Dabei sei an dieser Stelle darauf hingewiesen, dass prinzipiell für jeden zu übertragenden Datenstrom eine eigene Stufenzahl M_k und ein eigener Signalpunktabstand A_k ausgewählt werden können. In der Regel werden aber diese Parameter zur Vereinfachung für alle zu sendenden Teilnehmersignale gleich gewählt. Bei beliebigen Datensignalen wird das Ausgangssignal durch eine einfache Additionsvorschrift stets zwischen den

vorgegebenen Modulo-Grenzen gehalten, wodurch die Sendeleistung gegenüber linearen Verfahren deutlich verringert werden kann. Diese Begrenzung erfolgt ohne Gedächtnis Symbol für Symbol und ist äquivalent als Addition eines Korrektursymbols darstellbar, welches ein ganzzahliges Vielfaches von $A_k \cdot M_k$ annehmen darf. Die bei dieser Betrachtungsweise nun linear erscheinende Vorverzerrung hebt die Kanalverzerrungen vollständig auf. Prinzipiell wird bei der THP durch eine Mehrfachrepräsentation der Datensymbole a_k und Auswahl geeigneter Repräsentanten v_k , welche dann linear vorverzerrt werden, das Sendesignal also gemäß $\mathbf{x} = \mathbf{H}^{-1}\mathbf{v}$ gebildet, sodass eine nennenswerte Erhöhung der mittleren Sendeleistung vermieden werden kann. Durch die Mehrfachrepräsentation und Auswahl eines geeigneten Repräsentanten v_k wird bei der Signalverarbeitung somit ein Freiheitsgrad mehr zur Verfügung gestellt. Bei einer binären Übertragung können die Binärsymbole „0“ und „1“ beispielsweise durch die Amplitudenwerte von +0,5 und -0,5 (Signalpunktabstand $A_k = 1$) dargestellt werden, was einer $M_k = 2$ -stufigen Signalkonstellation entspricht. Ausgehend von den gewählten Amplitudenwerten kann beim Einsatz der Vorcodierung dann das Binärsymbol „0“ beispielsweise durch . . -3,5; -1,5; +0,5; +2,5; +4,5; . . und das Binärsymbol „1“ durch . . -2,5; -0,5; +1,5; +3,5; +5,5; . . . bei einer jeweiligen Addition einer ganzen Zahl (Vielfaches von $M_k = 2$) dargestellt werden. Unter Kenntnis aller Teilnehmerdatensymbole a_k (mit den Werten +0.5 und -0.5) werden dann die Repräsentanten v_k (aus dem Wertevorrat $(+0.5 + 2z)$ mit z als positiver oder negativer ganzer Zahl) so ausgewählt, dass nach der linearen Vorentzerrung des Kanals das Sendesignal $\mathbf{x} = \mathbf{H}^{-1}\mathbf{v}$ eine kleine mittlere Leistung bzw. eine kleinstmögliche Amplitude besitzt.

Der Stand der Technik, von dem die vorliegende Erfindung ausgeht, wird in der **Veröffentlichung IV** von R. Fischer et al.: „MIMO-Precoding for Decentralized Receivers“ (Proceedings of International Symposium on Information Theory – ISIT 02, Lausanne, Switzerland, June/July 2002, p. 496) offenbart. In Fortsetzung der Veröffentlichung III wird ein modifiziertes THP mit Verwendung der nichtlinearen Modulo-Arithmetik beschrieben, das für einen Broadcastkanal mit

Downlinkszenario, bei dem die dezentralen Empfänger keinen Kontakt untereinander haben, beschrieben. Die sendeseitige nichtlineare Vorverarbeitung kann von der DFE abgeleitet werden und verfügt mathematisch über eine in Vorwärtsrichtung betriebene unitäre Matrix \mathbf{F} , deren Aufgabe die Transformierung der Kanalmatrix auf Dreiecksgestalt ist, und eine in der nichtlinear arbeitenden Rückkopplungsschleife vorliegende Matrix \mathbf{B} in Form einer unteren Dreiecksmatrix mit einer Einheits-Hauptdiagonalen. Hat die Gesamt-Kanalmatrix für das Übertragungsverhalten Dreiecksgestalt, so können die auftretenden Interferenzsignale schrittweise im rückgekoppelten Zweig des zentralen Senders mit Modulo-Arithmetik vorkompensiert werden. An den einzelnen Empfängern erscheinen dann die Daten, als ob die anderen Teilnehmer (mit parallelen Übertragungspfaden zu den anderen Empfängern) nicht existierten.

Da also auch beim Einsatz von nichtlinearen Vorcodierungsverfahren gegenseitige Interferenzsignale vollständig vermieden werden, können in jedem Empfänger mittels Schwellwertentscheidung, welche die periodische Fortsetzung der Amplitudenwerte bzw. Signalpunktabstände berücksichtigt (Modulo-Entscheider), die gesendeten Datensymbole a_k wiedergewonnen bzw. Schätzwerte dafür gebildet werden. Nachteil dieser Vorcodierungsverfahren ist jedoch, dass aufgrund der vollständigen Vermeidung gegenseitiger Interferenzsignale kein "Diversity-Gewinn" erzielbar ist. Jedes Teilübertragungssystem (ein Teilnehmersignal zum zugehörigen Empfänger) arbeitet so, als ob es über einen eigenen Kanal (mit einem Ein- und Ausgang) betrieben wird. Speziell bei Schwundkanälen ("Fading-Kanäle") ist damit zu Zeitpunkten schlechter Übertragungsbedingungen eine hohe Fehlerrate verbunden. Werden jedoch Signale gemeinsam verarbeitet und übertragen, ist prinzipiell ein Gewinn in Diversität zu erzielen. Besitzt bei zwei Übertragungswegen einer der beiden schlechte Übertragungsbedingungen, so ist mit hoher Wahrscheinlichkeit der andere Übertragungsweg gut nutzbar.

Ausgehend von der **Veröffentlichung VI** ist es daher die **Aufgabe** für die vorliegende Erfindung, ein nichtlineares Vorcodierungsverfahren der gattungsgemäßen Art für einen Broadcastkanal mit dezentralen Empfängern so weiterzubilden, dass dessen durch auftretende Interferenzsignale vorhandene
5 Diversität genutzt werden kann. Dabei soll das Verfahren einfach in seinem Ablauf sein und eine hohe Übertragungsqualität gewährleisten. Die erfindungsgemäße **Lösung** für diese Aufgabe ist dem Hauptanspruch zu entnehmen. Vorteilhafte Weiterbildungen des erfindungsgemäßen nichtlinearen Vorcodierungsverfahrens sind den Unteransprüchen aufgezeigt. Diese werden im
10 Folgenden im Zusammenhang mit der Erfindung näher erläutert.

Das erfindungsgemäße Vorcodierungsverfahren zur sendeseitigen, gemeinsamen Vorverarbeitung der Teilnehmersignale basiert auf dem oben beschriebenen THP und greift die Idee der periodischen Fortsetzung der möglichen
15 Repräsentanten für die einzelnen Datensymbole a_k wieder auf. Dabei werden die sich gegenseitig überlagernden Interferenzsignale nicht mehr zu Null unterdrückt, sondern durch die gemeinsame Vorverarbeitung einbezogen, indem auch diesen Interferenzsignalen Werte aus einem genau definierten Wertevorrat zugeordnet werden. Die für die Kennzeichnung der Interferenz-
20 signale zugelassenen Werte sind dabei so gewählt, dass die empfangsseitigen Modulo-Entscheider auch bei Vorliegen der Interferenzsignale immer noch über das gesendete Datensymbol a_k sicher entscheiden können. Da beim Einsatz des THP die empfangsseitigen Modulo-Entscheider ohnehin eine periodische Vieldeutigkeit der Datensymbole a_k berücksichtigen, können nun
25 die Interferenzsignale Werte annehmen, die dazu führen, dass ein anderer Repräsentant v_k aus der möglichen Menge von Repräsentanten am Empfänger erscheint, der jedoch das gleiche Datensymbol a_k repräsentiert. Dabei unterscheidet sich der Wertevorrat ($a_k + A_k \cdot M_k \cdot z_{kk}$, mit z_{kk} als ganzer positiver oder negativer Zahl einschließlich Null) für die ungestört von Teilnehmer k auf
30 Empfänger k übertragenen Datensymbole vom Wertevorrat ($A_k \cdot M_k \cdot z_{lk}$, mit z_{lk} als ganzer positiver oder negativer Zahl einschließlich Null) für die von

- Teilnehmer l auf Empfänger k, wobei der Teilnehmer k ausgeschlossen ist, überlagerten Interferenzsymbole genau um das ursprüngliche Datensymbol a_k . Somit werden bei dem erfindungsgemäßen Vorcodierungsverfahren auftretende Interferenzsignale berücksichtigt und mitverarbeitet, indem diese zu einer zulässigen Verschiebung der modulo-codierten Teilnehmersignale in Entscheidungsintervalle für gleiche Datensymbole führen. Durch die periodische Verschiebung sind die Entscheidungsintervalle zwar andere, das Ergebnis der Entscheidung und deren Zuverlässigkeit sind aber identisch.
- Bei dem oben aufgeführten Zahlenbeispiel für eine binäre Datenübertragung dürfen die gegenseitigen Interferenzsignale also die Werte. . . -4; -2; 0; +2; +4; . . . (gerade Zahlen) annehmen und somit geradzahlig sein. Die Belegung der Interferenzsignale mit Vielfachen von ganzen Zahlen gilt jedoch auch für jede anderen Wahl von möglichen M_k -stufigen Signalkonstellationen. Die erfindungsgemäße Vorcodierung ist auch auf die den komplexen Zahlenraum nutzenden Quadratur-Amplituden-Modulationsverfahren (beispielsweise 4QAM oder 16QAM) anwendbar. Der Datenvektor a besteht bei dieser Modulation aus Datensymbolen a_k (auch als Signalkunkte bezeichnet) aus einem komplexwertigen QAM-Alphabet. Übertragen werden die Realteile der Symbole dann moduliert mit einer Kosinus-Schwingung, die Imaginärteile mit einer Sinus-Schwingung (Quadratur-Mischung). Bei der Verwendung von komplexwertigen Kanalbeschreibungen (komplexwertige Matrizeneinträge) ist es zweckmäßig, die Einträge zunächst in die reellwertigen Komponenten Real- und Imaginärteil aufzuspalten und als reelle Übertragung mit doppelt so vielen Teilsignalen darzustellen. Somit erhält die Kanalmatrix H_r die doppelte Dimension ($2K$). Empfangsseitig sind Demodulatoren vorgesehen, die die Spannungswerte phasenrichtig erkennen und wieder den reellen Komponenten Real- und Imaginärteil zuordnen. Schließlich erfolgt dann wieder eine Rücktransformation in den komplexwertigen Raum. Es gilt :

$$\begin{bmatrix} \text{Re}\{y\} \\ \text{Im}\{y\} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \text{Re}\{H\} & -\text{Im}\{H\} \\ \text{Im}\{H\} & \text{Re}\{H\} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \text{Re}\{x\} \\ \text{Im}\{x\} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \text{Re}\{n\} \\ \text{Im}\{n\} \end{bmatrix}$$

Dabei werden mit Re und Im der Real- und der Imaginärteil der jeweiligen Größe bezeichnet, die nach den gewählten Definitionen ein äquivalentes 2K-dimensionales, reellwertiges (MIMO)-Kanalmmodell definieren gemäß:

5

$$\mathbf{y}_r = \mathbf{H}_r \mathbf{x}_r + \mathbf{n}_r.$$

10

15

20

25

30

Um die Entzerrung zu vereinfachen und die mögliche Diversität vorteilhaft zu nutzen, wird bei dem erfindungsgemäßen Vorcodierungsverfahren gedanklich der vorliegende Broadcastkanal in zwei Abschnitte unterteilt. Der erste Teil wird mittels Vorcodierung vollständig entzerrt, die Teilnehmersignale werden also entkoppelt, jedoch entsteht eine periodische Fortsetzung der Datensymbole. Der aktuelle Repräsentant v_k für die Datensymbole a_k wird aktuell aus den möglichen Werten, die sich um ganzzahlige Vielfache der ursprünglichen Stufenzahl M_k unterscheiden, gewählt, sodass nach der linearen Vorverzerrung der gewählten Repräsentanten v_k die benötigte Sendeleistung minimal ist. Der zweite Teil des Kanals wird nicht entzerrt, erzeugt somit Rest-Interferenzen zwischen den Teilnehmersignalen. Durch geeignete Wahl dieses Teils kann jedoch erreicht werden, dass zum einen die Rest-Interferenzen so beschaffen sind, dass sie sich nicht störend bei der Entscheidungsfindung in den Empfängern auswirken und zum andern die Entzerrung des ersten Teils des Kanals bei geringerer empfangsseitiger Verstärkung und somit geringerer Rauschverstärkung möglich ist bzw. die Diversität des Kanals zumindest teilweise genutzt werden kann. Da bei Verwendung von Vorcodierungsverfahren die Teilnehmersignale ohnehin periodisch fortgesetzt an den Empfängern erscheinen, dürfen die Rest-Interferenzen Werte annehmen, die mit dem Abstand der möglichen Repräsentanten übereinstimmt, die Interferenzen sich also lediglich in der (virtuellen) Wahl eines anderen Repräsentanten widerspiegeln, und deren Einfluss damit im ohnehin vorhandenen Modulo-Entscheider vollständig eliminiert werden. Entscheidender Vorteil der Erfindung ist die deutlich erhöhte Leistungseffizienz der Signalübertragung. Mittels des beanspruchten Vorcodierungsverfahrens kann bei gleicher mittlerer Sendeleistung wie bei den bekannten Vorcodierungsverfahren eine niedrigere

Bitfehlerrate, also ein sicherer Empfang, erreicht werden. Insbesondere kann mittels des beanspruchten Vorcodierungsverfahrens an Diversität gewonnen werden, was sich in einem schnelleren Abfall der Bitfehlerrate bei Verbesserung der Übertragungsqualität des Broadcastkanals positiv bemerkbar
5 macht.

Eine Teilentzerrung des Übertragungskanals entspricht einer Verwendung einer geänderten Kanalbeschreibung, mathematisch durch eine Überführung der Kanalmatrix \mathbf{H}_r auf eine reduzierte Kanalmatrix \mathbf{H}_{red} gegeben. Deren
10 Multiplikation mit einer geeigneten Rest-Interferenzmatrix \mathbf{R} , die die verbleibenden gegenseitigen Kopplungen beschreibt, ergibt dann wieder die Kanalmatrix \mathbf{H}_r gemäß der Zerlegung :

$$\mathbf{H}_r = \mathbf{R} \mathbf{H}_{red}.$$

15 Die Rest-Interferenzmatrix \mathbf{R} ist nur vom aktuellen Übertragungsverhalten des Kanals abhängig. Solange sich die Kanalmatrix \mathbf{H} (bzw. \mathbf{H}_r) nicht ändert (Burstübertragung), ändert sich auch die Rest-Interferenzmatrix \mathbf{R} nicht. Auf der Hauptdiagonalen ist die Rest-Interferenzmatrix \mathbf{R} mit Einsen besetzt (direkte Signalpfade), alle anderen Elemente nehmen zeilenweise nur
20 ganzzahlige (positive oder negative) Vielfache der Stufenzahl M_k an. Bei einer binären Übertragung je Komponente sind diese Elemente nur gerade (positive oder negative) Zahlen:

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} 1 & & 2Z \\ & \ddots & \\ 2Z & & 1 \end{bmatrix}$$

25 Es können verschiedene Verfahren zur passenden Zerlegung der Kanalmatrix \mathbf{H} angewandt werden. Durch die Anwendung der Monte-Carlo-Methode können die passenden Koeffizienten beispielsweise empirisch ermittelt werden. Optimale Zerlegungsmethoden sind nach ihrem Aufwand, der möglichst gering sein soll, und nach einer möglichst geringen, empfangsseitig erforder-

lichen Verstärkung (beispielsweise mittels einer automatischen Verstärkungsanpassung, Automatic Gain Control AGC) auszusuchen.

Andere Matrixreduktionen für MIMO-Kanäle sind aus dem Stand der Technik als Gitter(basis)reduktionen (Lattice Reduction) bekannt. In der **Veröffentlichung V** von H. Yao et al.: „Lattice-Reduction-Aided Detectors For MIMO-Communication Systems“ (Proceedings of IEEE Globecom 2002, Taipei, Taiwan, November 2002) wird ein aufwandsgünstiges Verfahren zur Detektion bei Kanälen mit mehreren Ein- und Ausgängen beschrieben. Grundidee ist die Anwendung von mathematischen Methoden, die aus dem Gebiet der Lattice-Theorie (Theorie der regulären Gitter) bekannt sind. Der MIMO-Kanal wird dabei nicht vollständig linear entzerrt, sondern, ausgehend von einer anderen, geeigneteren Darstellung (reduzierte Basis), wird der Kanal nur teilweise entzerrt, sodass eine einfache komponentenweise (d.h. bzgl. der einzelnen Teilnehmersignale) Schwellwertentscheidung ermöglicht wird. Erst nach einer weiteren Nachverarbeitung werden die gewünschten Schätzwerte für die gesendeten Datensymbole erhalten. Die bekannte, speziell den Fall von zwei Sende- und zwei Empfangsantennen betrachtende Methode unterscheidet sich jedoch grundlegend von der Erfindung dadurch, dass dort in einem Mehrantennensystem empfangsseitig alle Teilnehmerempfangssignale bekannt sind und eine gemeinsame Signalverarbeitung möglich ist. Im Gegensatz dazu bezieht sich das Vorcodierungsverfahren nach der Erfindung auf das Problem in einem Mehrbenutzersystem mit ausschließlicher Abwärtssende-richtung (downlink). Hier liegt ein gemeinsamer Sender vor, an welchem alle Teilnehmersignale bekannt sind und verarbeitet werden können. Dagegen können die Empfänger, welche über ein Versorgungsgebiet verstreut sind, nicht kooperieren, d.h. jeder Empfänger sieht nur sein eigenes Empfangssignal (kein "joint processing" möglich). Die bekannte (Teil-)Entzerrung erfolgt ausschließlich empfangsseitig und ausschließlich linear, d.h. der reduzierte Anteil des Kanals wird mit Hilfe der inversen Kanalmatrix entzerrt. Die Erfindung arbeitet ausschließlich sendeseitig nichtlinear auf der Basis von THP.

Die **Veröffentlichung VI** von Ch. Windpassinger und R. Fischer: „Low-Complexity Near-Maximum-Likelihood Detection and Precoding for MIMO Systems using Lattice Reduction“ (Proceedings of IEEE Information Theory Workshop 2003, pp. 345-348, Paris, France, March/April 2003) baut auf der

5 **Veröffentlichung V** auf und erweitert diese. Das aufwandsgünstige Verfahren zur Detektion bei MIMO-Kanälen mit mehreren Ein- und Ausgängen wird von dem 2x2 Szenario auf den allgemeinen Fall von K Ein- und Ausgängen erweitert. Ferner wird die lineare Teilentzerrung durch eine nichtlineare Vorcodierung ersetzt. Der entscheidende Unterschied zur Erfindung liegt aber

10 darin, dass sich diese Verfahren wiederum auf Mehrantennensysteme beziehen, bei welchen empfangsseitig alle Teil-Empfangssignale bekannt sind und eine gemeinsame Verarbeitung möglich ist. Das mit der vorliegenden Erfindung beanspruchte Vorverzerrungsverfahren ist hingegen für dezentrale Empfänger konzipiert, die nicht kooperieren können. Hierin liegt eine

15 besondere Schwierigkeit für die Signalverarbeitung, weil diese nur sendeseitig erfolgen kann.

Zur Entzerrung des Kanalanteils, beschrieben durch den reduzierten Anteil \mathbf{H}_{red} , wird diese reduzierte Matrix faktoriell weiter in geeignete Matrizen zerlegt.

20 Diese Zerlegung kann beispielsweise folgende Form aufweisen:

$$\mathbf{P}^T \mathbf{H}_{\text{red}} = 1/g \mathbf{B} \mathbf{F}^{-1},$$

wobei \mathbf{F} eine Matrix mit orthogonalen Spalten ist. \mathbf{B} ist die untere Dreiecksmatrix, \mathbf{P} eine Permutationsmatrix (jede Zeile und jede Spalte enthält genau eine 1), und g der empfangsseitige Verstärkungsfaktors (automatische Verstärkungsanpassung). Alle drei Matrizen und der Skalar lassen sich eindeutig bei vorgegebenem Kriterium (vorzugsweise minimales g) aus \mathbf{H}_{red} ermitteln.

25

30 Bei üblicher Wahl der Signalpunkte aus dem im oben angegebenen Zahlenbeispiel um $\frac{1}{2}$ verschobenen Raster der ganzen Zahlen entsteht empfangs-

seitig ein systematischer Offset. Dieser kann entweder durch entsprechend modifizierte Empfänger oder einfacher durch eine sendeseitige Offsetkompensation, für die keine zusätzliche Sendeenergie benötigt wird, eliminiert werden. Diese erfolgt durch Subtraktion des Vektors \mathbf{o} gemäß

5

$$\mathbf{o} = \mathbf{P}^T (\mathbf{R} - \mathbf{I}) [1/2 \dots 1/2]^T.$$

Ausbildungsformen der Erfindung werden nachfolgend anhand der schematischen Figuren näher erläutert. Dabei zeigt :

- Figur 1** einen Broadcastkanal,
Figur 2 die Entkopplung des Broadcastkanals durch ein Vorcodierungsverfahren aus dem Stand der Technik,
 15 **Figur 3** die Überlagerung des Broadcastkanals durch das Vorcodierungsverfahren nach der Erfindung,
Figur 4 ein Blockschema des Vorcodierungsverfahrens nach der Erfindung,
Figur 5 Bitfehlerkurven für verschiedene Entzerrungsverfahren und
 20 **Figur 6** die Verstärkungsfaktoren für verschiedene Entzerrungsverfahren.

Die **Figur 1** zeigt schematisch den Aufbau eines Broadcastkanals **BC** zur digitalen Nachrichtenübertragung von K Teilnehmersignalen \mathbf{ST}_k von einem gemeinsamen, zentralen Sender **CT** (beispielsweise Basisstation) zu K dezentralen Empfängern \mathbf{DR}_k (beispielsweise Mobilstationen), die jeweils nur ihr Empfangssignal \mathbf{SR}_k erhalten sollen und mit den benachbarten Empfängern \mathbf{DR}_k keinen Kontakt haben. Die Übertragung erfolgt ausschließlich abwärts (downlink), im dargestellten Fall wird eine leitungsungebundene Funkübertragung genutzt. Der insgesamt betrachtete Broadcastkanal **BC** weist eine
 30 Vielzahl von Eingängen und eine Vielzahl von Ausgängen auf und kann

deshalb als MIMO-Kanal (Multiple Input Multiple Output) interpretiert werden. Es liegt hier ein Mehrbenutzersystem vor, das von einem Mehrfachantennensystem, das ebenfalls einen MIMO-Kanal definiert, zu unterscheiden ist.

- 5 Die **Figur 2** zeigt für ein gewähltes Ausführungsbeispiel mit $M_k = 2$, $A_k = 1$ und $k = 1, \dots, K$ den vollständig entkoppelten Broadcastkanal **BC** aufgrund der Anwendung des bekannten nichtlinearen Vorcodierungsverfahrens **THP** (Tomlinson-Harashima-Precoding) mit Verwendung von Modulo-Arithmetik, die bereits weiter oben erläutert wurde. Grundsätzlich wird dabei jedem (den
- 10 Teilnehmersignalen \mathbf{ST}_k zugeordneten) Datensymbol a_k ein spezieller Wert eines ganzzahligen Vielfachen des Produkts der Stufenzahl M_k und des Signalkontakts A_k der Signalkonstellation ($A_k \cdot M_k \cdot z$ mit z als positiver oder negativer ganzer Zahl einschließlich Null) addiert und der bezüglich minimaler Sendeleistung beste Wert gewählt und der so erhaltene Signal-
- 15 Repräsentant linear vorverzerrt. Die **THP** wird sendeseitig angewendet, um im zentralen Sender **CT** ein solches gemeinsames Sendesignal zu erzeugen, dass jeder dezentrale Empfänger \mathbf{DR}_k sein gewünschtes Empfangssignal \mathbf{SR}_k erhält. Auftretende Interferenzsignale werden bei diesem Vorcodierungsverfahren **THP** völlig eliminiert, sodass die Kanaldiversität nicht genutzt werden
- 20 kann.

- In der **Figur 3** dagegen wird die Anwendung des nichtlinearen Vorcodierungsverfahrens nach der Erfindung mit einer Berücksichtigung von Interferenzsignalen dargestellt. Bei diesem Verfahren werden die Interferenzsignale bei
- 25 binärer (im gezeigten Ausführungsbeispiel mit $M_k = 2$, $A_k = 1$ und $k = 1, \dots, K$) Übertragung mit geraden, ganzzahligen Werten zwischen den Werten für die Teilnehmersignale \mathbf{ST}_k vielfach repräsentiert. Dabei werden den Interferenzsymbolen zwischen dem Datensymbol a_l mit l von 1 bis K und ungleich k und dem Datensymbol a_k periodische Repräsentanten aus dem Wertevorrat
- 30 $A_k \cdot M_k \cdot z_{lk}$ mit z_{lk} aus der Menge der ganzen Zahlen zugeordnet. Die Belegung der Interferenzsignale mit geraden, ganzzahligen Werten (geradzahlige

Interferenzen) kann zutreffend mit **EIIP** (Even-Integer-Interference-Precoding) abgekürzt werden. In der **Figur 3** ist deutlich das dem **EIIP** zugrundeliegende Grundprinzip der teilweisen Kanalentzerrung zu erkennen, bei dem der Broadcastkanal **BC** virtuell in einen reduzierten Kanal ohne Kopplung (erste
5 Additionsstellen), der einer nichtlinearen Vorcodierung (dargestellt in linearisierter Form) unterworfen wird, und eine Überlagerung der geeignet geformten Interferenzsignale (zweite Additionsstellen) unterschieden wird.

In **Figur 4** (oben) ist das gesamte Übertragungssystem zu sehen, wie es beim
10 vorgeschlagenen teilentzerrenden Vorcodierungsverfahren **EIIP** vorliegt. Die Kanalmatrix **H** bezeichnet den eigentlichen Übertragungskanal mit K Teilnehmern. An dessen Eingang kann auf alle Sendesignale gemeinsam zugegriffen werden, was durch einen breiten, vektoriellen Pfeil gezeichnet ist. Am seinem Ausgang können die Teilnehmersignale y_k mit k von 1...K nur
15 einzeln verarbeitet werden, hier durch einzelne, skalare Pfeile gezeichnet. Empfangsseitig überlagert sich jeweils noch Rauschen n_k . In der gezeichneten, üblichen abstrakten Darstellung bestehen die Empfänger jeweils nur aus einer Skalierung (Automatic Gain Control) und einer Schwellwertentscheidung (in der **Figur 4** angedeutet durch ein g im Kreis und einen doppelt umrandeten
20 Kasten mit Schwellwertentscheidung, wobei die doppelte Umrandung für eine nichtlineare Operation steht). Der Sender besteht aus den ersten drei Funktionsblöcken. Hierbei handelt es sich um eine von der vorliegenden Kanalmatrix **H** (bzw. H_{red}) abhängigen Permutationsmatrix P^T , um eine Rückkopplungsschleife mit einer nichtlinearen Modulo-Operation **MOD**, der
25 Einheitsmatrix **I** und einer unteren Dreiecksmatrix **B** sowie um eine Matrix **F** mit orthogonalen Spalten. Die zu sendenden Datensymbole (aus einem QAM-Alphabet entnommen) sind im K-dimensionalen Vektor **a** zusammengefasst. Jeder Empfänger möchte sein Datensymbol a_k empfangen (und nur dieses). Dieser Vektor mit komplexen Einträgen wird zunächst in einen reellen Vektor
30 überführt (Auftrennen der komplexen Komponenten in Real- und Imaginärteil wie oben bereits beschrieben), symbolisiert durch die Bezeichnung a/a_r . Die

weitere Verarbeitung im Sender erfolgt reellwertig. Der Sender produziert Sendesymbole, zusammengefasst im Vektor \mathbf{x}_r . Diese werden dann in eine komplexwertige Darstellung übersetzt (Zusammenfassen von Real- und Imaginärteil zu einer komplexen Zahl; umgekehrter Vorgang wie oben), da der
5 Kanal komplexwertige Eingangssymbole verarbeitet.

Die erste Stufe des Senders ist eine Permutation (Umsortierung) der Komponenten des Vektors \mathbf{a}_r . Der nächste Funktionsblock ist die in Vorcodierungsverfahren bekannte nichtlinear arbeitende Rückkopplungsschleife. Hier werden die Interferenzsignale, welche bei der Übertragung über
10 den Kanal auftreten, bereits vorkompensiert. Um die Sendeleistung nicht zu erhöhen, wird hier eine Modulo-Operation **MOD** verwendet, welche die Ausgangssymbole durch Addition/Subtraktion eines geeigneten ganzzahligen Wertes (entspricht einer periodischen Fortsetzung der originalen Signalkonstel-
15 lation) auf ein fest vorgegebenes Intervall begrenzt. Alle Signalpunkte, die einen vorgegebenen Abstand $A_k \cdot M_k$ voneinander besitzen, beispielsweise bei binärer Übertragung ($M_k = 2$) und Signalpunktabstand $A_k = 1$ gilt $A_k \cdot M_k = 2$, repräsentieren dieselbe Nachricht (Bitkombination). Schließlich wird noch eine unitäre Matrix **F** angewandt, welche die allgemeine Kanalmatrix ohne Sende-
20 leistungserhöhung in eine untere Dreiecksmatrix überführt. Nur so kann, wie gewünscht, im Sender eine sukzessive Verarbeitung stattfinden.

Damit die Empfangssignale ohne Offset \mathbf{o} an den Empfängern erscheinen, wird dieser vorweg im Sender bereits kompensiert. Die Berechnung der
25 Matrizen **P**, **B** und **F** erfolgt eindeutig aus der reduzierten Form der Kanalmatrix gemäß den obigen Ausführungen. Die Vorcodierung entzerzt also nur diesen reduzierten Anteil; die Interferenzsignale aufgrund der Rest-Interferenzmatrix **R** (siehe oben) verbleiben.

30 Die Funktionsweise der Übertragung ist in der mittleren und unteren Zeile in **Figur 4** dargestellt. Zunächst ist die Vorcodierungsschleife durch ihre

linearisierte Darstellung ersetzt. Die Modulo-Operation wird ersetzt durch die Addition eines Korrekturterms \mathbf{d} . Die verbleibende, lineare Rückkopplungsschleife (Vorwärtsübertragung Eins; Rückkopplung \mathbf{B}^{-1}) realisiert dann genau die Matrix \mathbf{B}^{-1} (inverse Matrix zu \mathbf{B}). Die Kanalmatrix ist gemäß obiger Ausführungen als Kaskade aus der reduzierten Kanalmatrix \mathbf{H}_{red} und der Rest-Interferenzmatrix \mathbf{R} dargestellt. Aufgrund der speziellen Konstruktion der Matrizen \mathbf{B} und \mathbf{F} aus \mathbf{H}_{red} ergibt die Kaskade aus \mathbf{B}^{-1} , \mathbf{F} und \mathbf{H}_{red} genau die Matrix \mathbf{P}/g (wiederum obige Gleichung), wodurch sich die in der unteren Zeile dargestellte Struktur ergibt. Die Permutationsmatrizen \mathbf{P}^T und \mathbf{P} heben sich auf; als Übertragungsmatrix verbleibt also nur noch die Rest-Interferenzmatrix \mathbf{R} . Diese beschreibt die Interferenzen (Kopplungen) zwischen den Teilnehmer-signalen. Da die Hautdiagonale Eins ist, werden die Nutzsignale ideal übertragen. Die Nebendiagonalelemente, welche das Übersprechen zwischen den Teilnehmern beschreiben, sind bei binärer Übertragung geradzahlig; es entstehen also nur geradzahlige Interferenzen. Diese beeinträchtigen aber die vorhandene Modulo-Entscheidung nicht.

In der **Figur 5** sind die mittleren Bitfehlerkurven der Nutzer für verschiedene Signalverarbeitungsverfahren dargestellt. Aufgetragen ist die jeweils mittlere Bitfehlerrate BER über dem Verhältnis (ausgedrückt in dB) aus der mittleren Sendeenergie E_b pro Informationsbit, und der spektralen Leistungsdichte N_0 der additiven Rauschstörung. Angenommen sind zwei Nutzer ($K=2$), was relativ oft vorkommt, wenn beispielsweise neben einer Vielzahl von Nutzern mit niedrigen Datenraten und Sendeleistungen zwei Nutzer mit hohen Datenraten und Sendeleistungen auftreten, auf welche sich die Vorverarbeitung dann beschränkt. Aufgrund des gewählten Verfahrens speziell die Zerlegung der reduzierten Kanalmatrix \mathbf{H}_{red} in g , \mathbf{F} , \mathbf{B} und \mathbf{P} ergibt sich für beide Nutzer das gleiche Bitfehlerverhalten. Das günstigste Bitfehlerverhalten zeigt eine gemeinsame Signalverarbeitung am Empfänger (joint processing at receiver **JPR**, **Kurve a**), das ungünstigste eine sendeseitig rein lineare Kanalinversion (linear preequalization **LPE**, **Kurve b**). Zunehmend günstigeres Fehler-

verhalten zeigt der Übertragungskanal dann mit einer sendeseitigen nichtlinearen komplexwertigen Vorcodierung (complex-valued precoding **CVP**, **Kurve c**) und einer reellwertigen Vorcodierung (real-valued precoding **RVP**, **Kurve d**). Das der empfangsseitigen gemeinsamen Signalverarbeitung am nächsten
5 kommende Fehlerverhalten wird mit dem Vorcodierungsverfahren nach der Erfindung mit einer Kanalteilrentzerrung unter Interferenzberücksichtigung erreicht (**EIIP**, **Kurve e**).

Durch das deutlich verbesserte Fehlerverhalten bei dem nichtlinearen
10 Vorcodierungsverfahren nach der Erfindung **EIIP** sind trotz minimierter Sendeleistung auf der Empfangsseite wesentlich kleinere Verstärkungsfaktoren erforderlich. In der **Figur 6** sind für ein Übertragungssystem mit zwei Nutzern ($K=2$) die Verstärkungsfaktoren $g_{EIIP-PREC}$ bei Anwendung der nichtlinearen Vorcodierung gemäß der Erfindung gegenüber den Verstärkungsfaktoren
15 g_{PREC} aufgetragen, welche sich bei einem die Interferenzen nicht berücksichtigendem reellwertigen Vorcodierungsverfahren ergeben (die Darstellung erfolgt in dB als Kehrwert des Quadrats, da der Signal-zu-Rausch-Abstand SNR zu diesem Term proportional ist und dieser Term direkt die Leistungsfähigkeit des Verfahrens beschreibt). Die Größe der Verstärkungsfaktoren
20 g_{PREC} ist auf der x-Achse aufgetragen und über die Gerade $y = x$ auch als unteres Ende der Balken erkennbar. Die jeweils korrespondierenden Verstärkungsfaktoren $g_{EIIP-PREC}$ sind als oberes Ende der Balken dargestellt. Die Länge der Balken gibt dann den erzielbaren Gewinn an. Deutlich sind große Gewinne speziell in Situationen, in welchen die bekannten Verfahren
25 sehr schlechte Ergebnisse liefern, erkennbar.

Bezugszeichenliste

	A_k	Signalpunktabstand für das Sendesymbol a_k
	AGC	Automatic Gain Control
5	a	Datenvektor
	a_k	k-tes Datensymbol mit k von 1...K
	a_r	reellwertiger Datenvektor
	B	untere Dreiecksmatrix mit 1 auf der Hauptdiagonalen
	BC	Broadcastkanal zur digitalen Nachrichtenübertragung
10	BER	Bitfehlerrate
	CT	zentraler Sender
	DR_k	dezentraler Empfänger
	E_b	mittlere Sendeenergie pro Bit
	EIIP	Even-Integer-Interference-Precoding
15	F	unitäre (orthogonale) Matrix
	g	Verstärkungsfaktor
	H	Kanalmatrix
	H_{red}	reduzierte Kanalmatrix
	I	Einheitsmatrix
20	I, k	Teilnehmerindex
	K	Anzahl der Teilnehmer bzw. Empfänger
	M_k	Stufenzahl der Signalkonstellation für das Sendesymbol a_k
	MIMO	Multiple Input Multiple Output
	MOD	nichtlineare Modulo-Reduktion
25	n_k	k-tes Rauschsignal mit k von 1...K
	o	Offset
	P	Permutationsmatrix
	PREC	Vorkodierungsverfahren
	QAM	Quadratur-Amplituden-Modulation
30	R	Rest-Interferenzmatrix
	SR_k	Empfangssignal

	ST_k	Teilnehmersignal
	THP	Tomlinson-Harashima-Precoding
	x_r	reellwertiger Sendevektor
	y_k	k-tes Teilnehmersignal mit k von 1...K
5	z	positive oder negative ganze Zahl einschließlich Null

Patentansprüche

1. Nichtlineares Vorcodierungsverfahren auf Basis einer Modulo-Arithmetik zur
5 sendeseitigen Vorentzerrung von zeit- und frequenzgleich in einem zwischen
einer zentralen Sendestation und K dezentralen, nicht miteinander in Verbin-
dung stehenden Empfangsstationen aufgebauten digitalen Broadcastkanal mit
bekanntem Übertragungsverhalten zu übertragenden K Teilnehmersignalen
aus Datensymbolen a_k mit k von 1 bis K aus einer M_k -stufigen, einen Signal-
10 punktabstand A_k aufweisenden Signalkonstellation mit einer periodischen
Mehrfachrepräsentation der ungestört übertragenen Datensymbole a_k in für K
empfangsseitige Modulo-Entscheidern kongruenten Datensymbolintervallen,
einer zur Erzielung minimaler Sendeleistung erfolgenden Auswahl von
Repräsentanten v_k aus dem Wertevorrat $a_k + A_k \cdot M_k \cdot z_{kk}$ mit z_{kk} aus der Menge
15 der ganzen Zahlen und einer linearen Vorentzerrung der ausgewählten
Repräsentanten v_k unter Bildung von zu übertragenden Sendesignalen x_k ,

dadurch gekennzeichnet, dass

die im Broadcastkanal (BC) auftretenden, sich den Datensymbolen a_k und
deren periodischer Mehrfachrepräsentation überlagernden Interferenzsymbole
20 aufgrund übersprechender Teilnehmersignale (ST_k) sendeseitig durch eine
angepasste periodische Mehrfachrepräsentation in die periodische Mehrfach-
repräsentation der Datensymbole a_k einbezogen und von den K empfangs-
seitigen Modulo-Entscheidern eliminiert werden, wobei den Interferenz-
symbolen zwischen dem Datensymbol a_l mit l von 1 bis K und ungleich k und
25 dem Datensymbol a_k periodische Repräsentanten aus dem Wertevorrat
 $A_k \cdot M_k \cdot z_{lk}$ mit z_{lk} aus der Menge der ganzen Zahlen zugeordnet werden.

2. Nichtlineares Vorcodierungsverfahren nach Anspruch 1,

dadurch gekennzeichnet, dass

30 mathematisch das gewünschte Übertragungsverhalten des Broadcastkanals
(BC) durch eine faktorielle Zerlegung der das aktuelle Übertragungsverhalten

beschreibenden, sendeseitig bekannten Kanalmatrix \mathbf{H} in eine vorzuentzerrende, reduzierte Kanalmatrix \mathbf{H}_{red} und eine Rest-Interferenzmatrix \mathbf{R} erreicht wird gemäß :

$$\mathbf{H} = \mathbf{R} \mathbf{H}_{\text{red}},$$

5

wobei die Rest-Interferenzmatrix \mathbf{R} auf der Hauptdiagonalen nur den Wert 1 annimmt und alle anderen Elemente zeilenweise ganzzahlige Vielfache der Stufenzahl M_k der verwendeten Signalkonstellation sind und wobei die reduzierte Kanalmatrix \mathbf{H}_{red} durch eine faktorielle Zerlegung in eine Matrix \mathbf{F} mit
 10 orthogonalen Spalten, eine untere Dreiecksmatrix \mathbf{B} und eine Permutationsmatrix \mathbf{P} unter Einführung eines empfangsseitigen skalaren Verstärkungsfaktors g gewonnen wird gemäß:

$$\mathbf{P}^T \mathbf{H}_{\text{red}} = 1/g \mathbf{B} \mathbf{F}^{-1}.$$

15

3. Nichtlineares Vorcodierungsverfahren nach Anspruch 1 oder 2, dadurch gekennzeichnet, dass

bereits sendeseitig eine Offsetkompensation (ϕ) in den zu übertragenden Sendesignalen x_k durchgeführt wird.

20

1/3

prior art

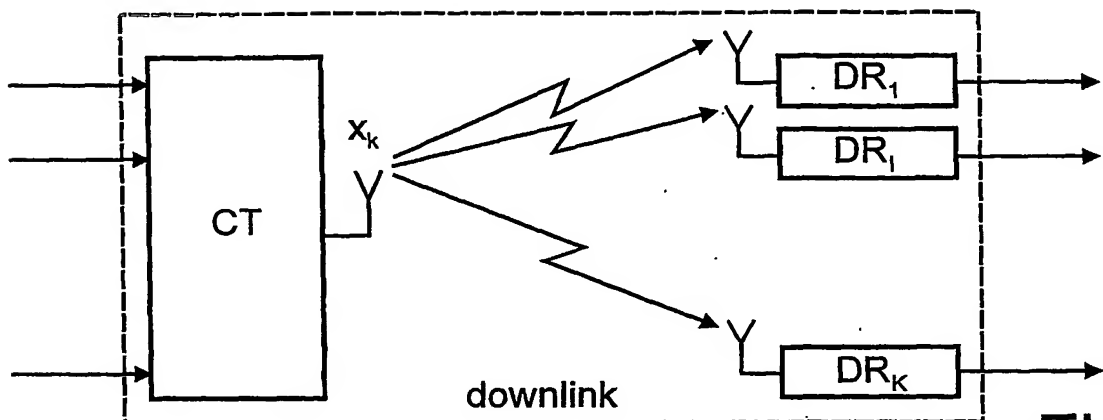


Fig.1

prior art

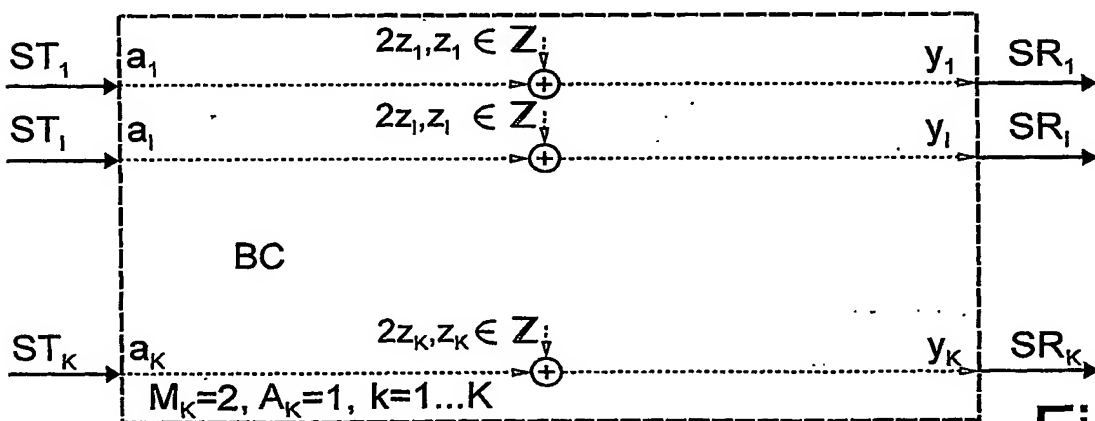


Fig.2

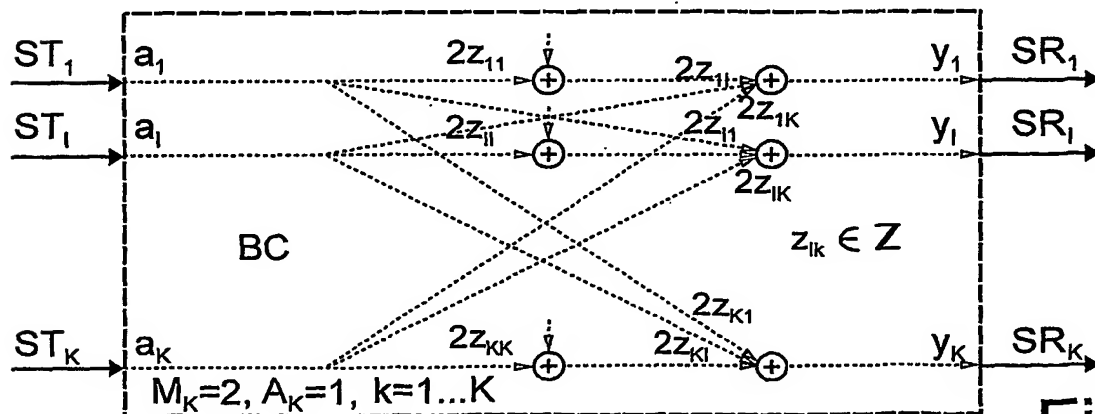


Fig.3

2/3

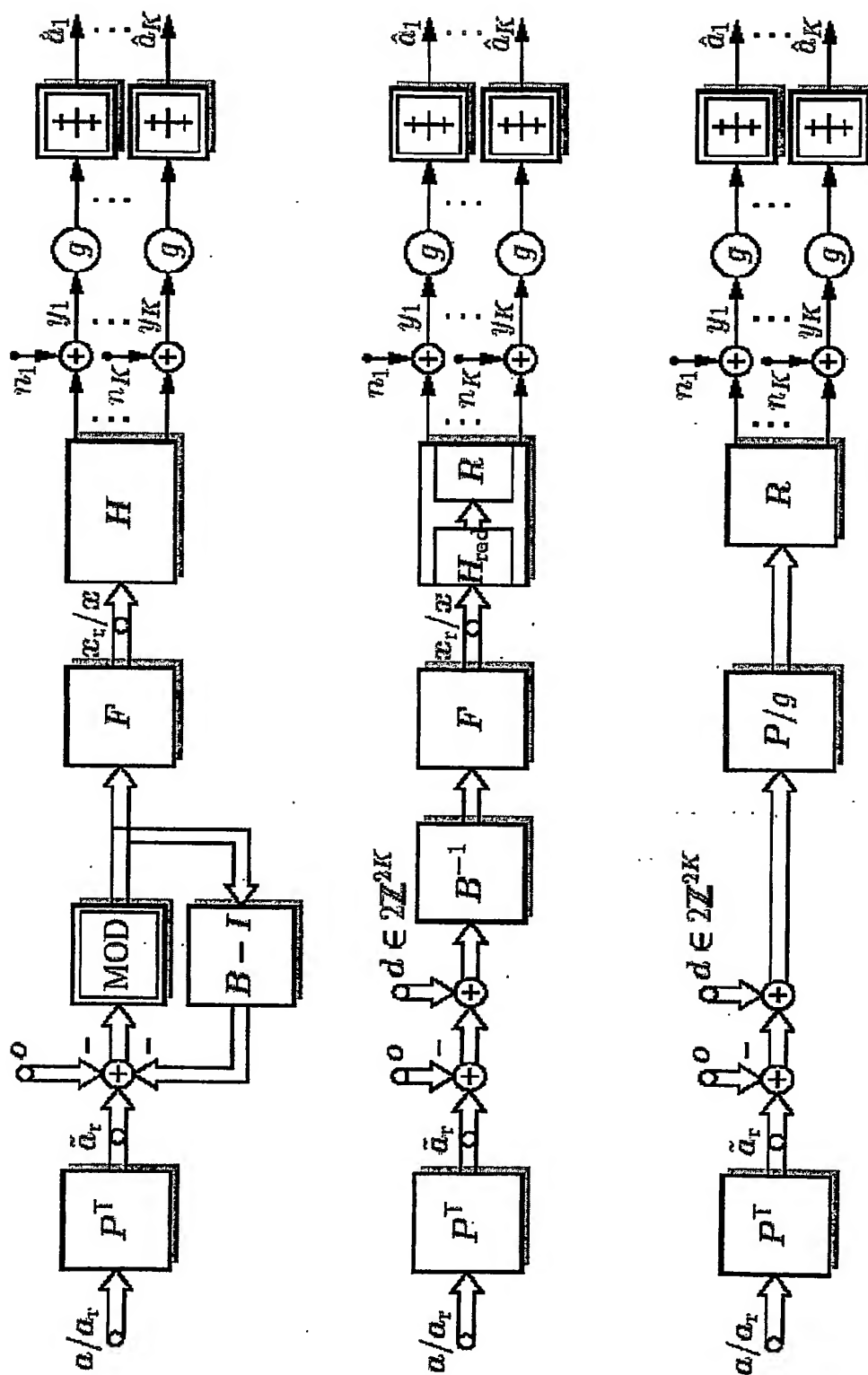


Fig 4

3/3

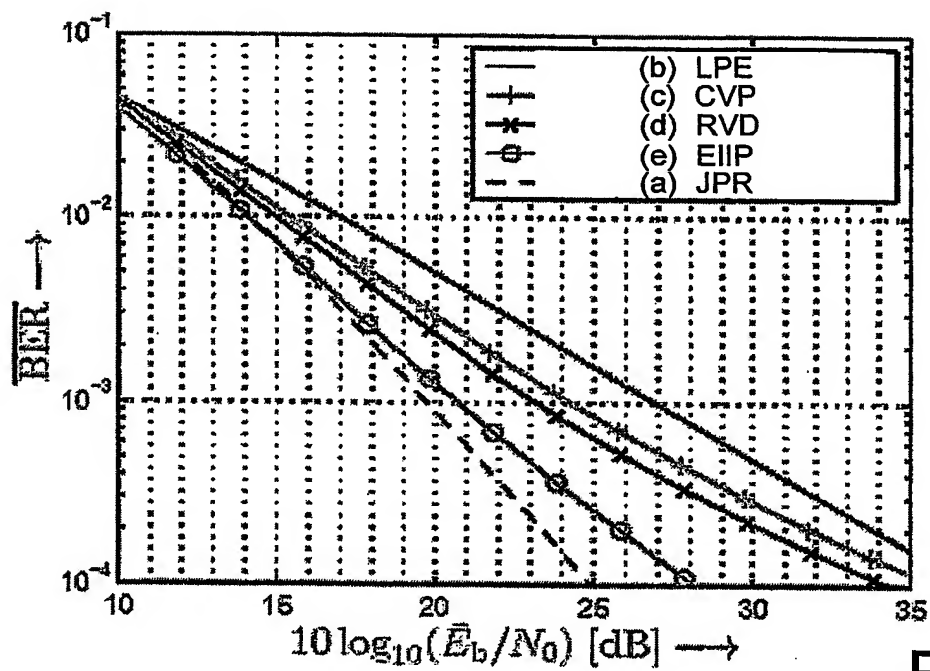


Fig.5

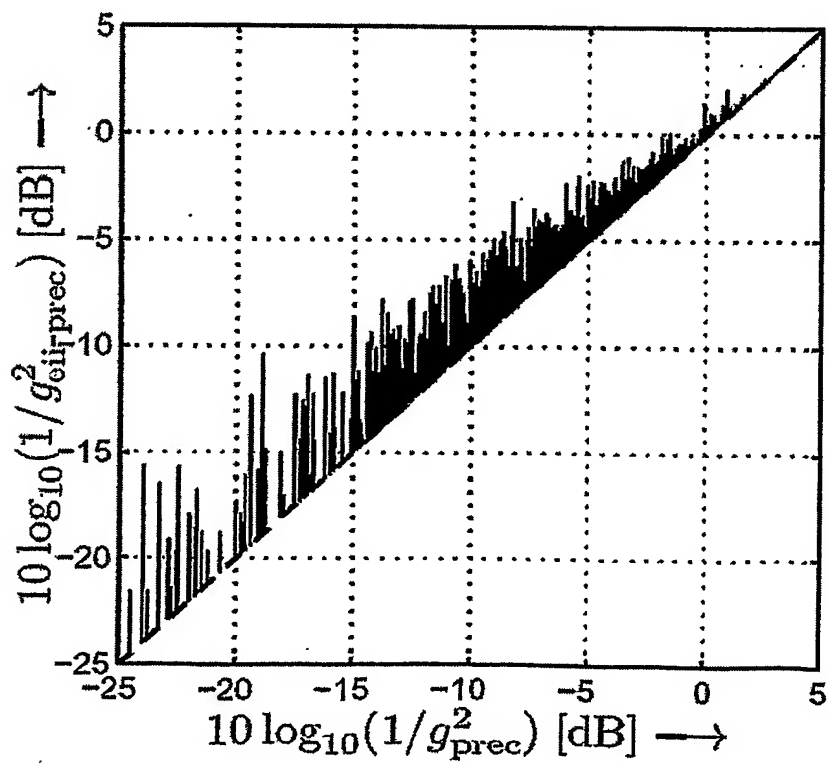


Fig.6